

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-119097

(43)Date of publication of application : 27.04.2001

(51)Int.Cl.

H01S 5/062  
H04B 10/152  
H04B 10/142  
H04B 10/04  
H04B 10/06  
H04J 1/00  
H04L 27/36

(21)Application number : 11-298885

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP  
<NTT>

(22)Date of filing : 20.10.1999

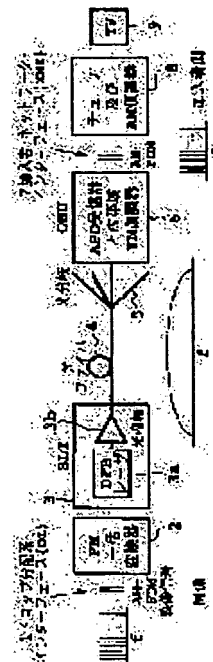
(72)Inventor : KIKUSHIMA KOJI  
SHIBATA NOBURU  
MATSUKI MITSU HARU

## (54) FM LASER, PM BATCH CONVERTER AND DISTORTION MEASURING METHOD

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a FM laser and a FM batch converter, having less distortion by a method where distortion is measured by symmetry of spectra of wide band FM signal waves.

SOLUTION: When a signal sine wave signal is input so that a FM modulation index is close to about 5.1356 as a first zero, a shift amount between the FM modulation index in which an amplitude of a second side wave band of an light spectrum of output signal lights is zero and the FM modulation index in which the amplitude of - second side wave band is zero is set to be 0.015 or lower, whereby in a 40-channel image transmission, when a maximum multiplexed number  $N=11$  and average modulation index  $m_{ave}=0.41$ , a composite secondary distortion of a FM laser applied to a FM batch converter CSO can be set to a specification value of -54 dB or less of an AM image transmission.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 25.10.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2001-119097  
(P2001-119097A)

(43)公開日 平成13年4月27日(2001.4.27)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テームコード*(参考)
H 0 1 S 5/062		H 0 1 S 5/062	5 F 0 7 3
H 0 4 B 10/152		H 0 4 J 1/00	5 K 0 0 2
10/142		H 0 4 B 9/00	L 5 K 0 0 4
10/04		H 0 4 L 27/00	F 5 K 0 2 2
10/06			

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 10 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願平11-298885

(22)出願日 平成11年10月20日(1999. 10. 20)

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社  
東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72)発明者 菊島 浩二

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日  
本電信電話株式会社内

(72)発明者 柴田 宣

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日  
本電信電話株式会社内

(74)代理人 100077481

弁理士 谷 義一 (外1名)

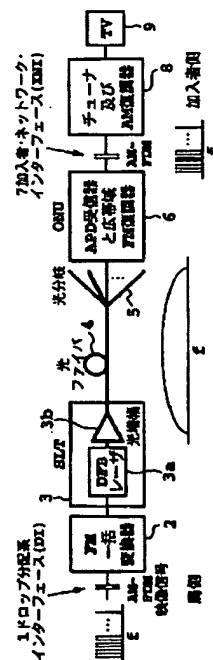
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 FMレーザ及びFM一括変換器並びにその歪み測定方法

(57)【要約】

【課題】 広帯域FM信号波のスペクトルの対称性により歪みを測定することにより歪みの少ないFMレーザ及びFM一括変換器を提供すること。

【解決手段】 単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される信号光の光スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量を0.015以下にすることにより、40チャンネル映像伝送において、最大結合波数、 $N=11$ 、平均変調指数 $m_{a.v.}=0.41$ の場合、FM一括変換器に適用するFMレーザの複合2次歪み、CSOをAM映像伝送の仕様値-54dB以下とすることができる。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 電気信号を入力して光周波数が変調された信号光を出力するFMレーザにおいて、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される信号光の光スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ が、

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{avg} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]}$$

CSO：多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{avg}$ ：多チャンネル伝送時の平均変調指数

N：多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式を満たすことを特徴とするFMレーザ。

【請求項2】 前記ズレ量が0.015以下であることを特徴とする請求項1に記載のFMレーザ。

【請求項3】 電気信号を入力して周波数が変調された電気信号を出力するFM一括変換器において、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される電気信号の電気信号スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ が、

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{avg} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]}$$

CSO：多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{avg}$ ：多チャンネル伝送時の平均変調指数

N：多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式を満たすことを特徴とするFM一括変換器。

【請求項4】 前記ズレ量が0.015以下であることを特徴とする請求項3に記載のFM一括変換器。

【請求項5】 電気信号を入力して光周波数が変調された信号光を出力するFMレーザの歪み測定方法において、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される信号光の光スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ を測定し、

$$20 \log \Delta m = CSO - 20 \log m_{avg} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]}$$

CSO：多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{avg}$ ：多チャンネル伝送時の平均変調指数

N：多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式に代入し、CSOを算出することを特徴とするFMレーザの歪み測定方法。

【請求項6】 電気信号を入力して周波数が変調された電気信号を出力するFM一括変換器の歪み測定方法において、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した

場合に、出力される電気信号の電気信号スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ を測定して、

$$20 \log \Delta m = CSO - 20 \log m_{avg} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]}$$

CSO：多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{avg}$ ：多チャンネル伝送時の平均変調指数

N：多チャンネル伝送時の最大結合波数

10 の関係式に代入し、CSOを算出することを特徴とするFM一括変換器の歪み測定方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、広帯域信号の光伝送に利用するFMレーザ及びFM一括変換器に関し、より詳細には、周波数分割多重されている振幅変調、もしくはは直交振幅変調(QAM; quadrature amplitude modulation)された多チャンネル映像信号を光伝送するのに適し、特に、パッシブダブルスター(PDS; passive double star)光加入者伝送システムで利用するのに適したFMレーザ及びFM一括変換器に関する。

【0002】

【従来の技術】従来のFMレーザ及びFM一括変換器が適用されるFM一括変換伝送システムにおけるAM信号は、ドロップ分配系インターフェースを介してFM一括変換器により多チャンネルAM映像信号を一括し、一つの広帯域なFM信号に変換させる。変換された信号は加入者線終端装置(SLT; subscriber line terminal)のDFB(distributed feedback)レーザと光増幅器を介して光ファイバに伝送される。光伝送路では、一つの広帯域なFM信号で伝送するが、光分岐回路を介して加入者の光受信器(ONU; optical network unit)において広帯域FM復調され、一括して多チャンネルAM映像信号に戻される。さらに、加入者・ネットワーク・インターフェース(XNI)を介してチューナ・AM復調器でさらに復調され、TV信号に戻される。

【0003】広帯域FM復調器の回路形式としては、遅延線FM復調器が、原理的に非常に広帯域にわたって良好な直線性を得ることのできる方式で優れている。

【0004】これまでは、広帯域FM復調器については、図4に示すように、復調特性が測定できていたが、FM一括変換器の単独の歪みは測定できず、広帯域FM復調器の歪み込みの歪み値でしか測定できなかった。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】実用化するためのFM一括変換伝送システムにおいては、FM一括変換器と広帯域FM復調器の歪みがそれぞれ、個別に測定できることが重要である。特にパッシブダブルスター(PDS)光加入者伝送システムにおいては、一台のFM一括変換器に、複数のFM復調器が対向するので、FM一括変換

器の歪みが少ないことが重要である。

【0006】広帯域FM復調器については、図4に示したとおりのf-V特性の線形性を測定することが重要である。しかし、FM一括変換器の歪みを個別に測定する方法は、これまで提案されていなかった。これまでは、FM一括変換器と広帯域FM復調器の歪みの合計でしか測定できなかった。

【0007】本発明は、このような問題に鑑みてなされたもので、その目的とするところは、広帯域FM信号波のスペクトルの対称性により歪みを測定することにより歪みの少ないFMレーザ及びFM一括変換器並びにその\*

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{\text{ave}} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]} \quad (1)$$

CSO；多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{\text{ave}}$ ；多チャンネル伝送時の平均FM変調指数

N；多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式を満たすことを特徴とするものである。

【0009】また、請求項2に記載の発明は、請求項1に記載の発明において、前記ズレ量が0.015以下であることを特徴とするものである。

【0010】また、請求項3に記載の発明は、電気信号を入力して周波数が変調された電気信号を出力するFM一括変換器において、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される電気信号の電気信号スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ が、

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{\text{ave}} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]} \quad (2)$$

CSO；多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{\text{ave}}$ ；多チャンネル伝送時の平均変調指数

N；多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式に代入し、CSOを算出することを特徴とするものである。

【0013】また、請求項6に記載の発明は、電気信号を入力して周波数が変調された電気信号を出力するFM一括変換器の歪み測定方法において、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される電気信号の電気信号スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ を測定して、

$$20 \log \Delta m = CSO - 20 \log m_{\text{ave}} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]}$$

CSO；多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{\text{ave}}$ ；多チャンネル伝送時の平均変調指数

N；多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式に代入し、CSOを算出することを特徴とするものである。

【0014】

\*歪み測定方法を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】このような課題を達成するために、請求項1に記載の発明は、電気信号を入力して光周波数が変調された信号光を出力するFMレーザにおいて、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される信号光の光スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ が、

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{\text{ave}} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]} \quad (1)$$

CSO；多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{\text{ave}}$ ；多チャンネル伝送時の平均FM変調指数

N；多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式を満たすことを特徴とするものである。

【0011】また、請求項4に記載の発明は、請求項3に記載の発明において、前記ズレ量が0.015以下であることを特徴とするものである。

【0012】また、請求項5に記載の発明は、電気信号を入力して光周波数が変調された信号光を出力するFMレーザの歪み測定方法において、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される信号光の光スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ を測定し、

$$20 \log \Delta m = CSO - 20 \log m_{\text{ave}} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]} \quad (2)$$

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施例について説明する。

【0015】図1は、本発明のFMレーザ及びFM一括変換器が適用されるFM一括変換伝送システムの概念図である。AM信号は、ドロップ分配系インターフェース1を介してFM一括変換器2により多チャンネルAM映像信号を一括し、一つの広帯域なFM信号に変換される。変換された信号はSLT3のDFBレーザ3aと光増幅器3bを介して光ファイバ4に伝送される。光伝送路では、一つの広帯域なFM信号で伝送するが、光分岐回路5を介して加入者の光受信器(ONU)6において広帯域FM復調され、一括して多チャンネルAM映像信号に戻される。さらに、加入者・ネットワーク・インターフェース(XNI)7を介してチューナ・AM復調器8でさらに復調され、TV信号に戻されTV受像機9に写し出される。

【0016】FM一括変換は、具体的には、例えば、各々のチャンネルの周波数が90MHzから370MHzまでに周波数多重された40チャンネルAM映像信号を、一つの帯域370MHzのAM信号と見なして、数GHzの帯域を有する一つの広帯域なFM信号に変換し

て伝送する方式である。

【0017】図2は、FM一括変換器の構成を示す概念図で、このFM一括変換器2は、電圧制御発振器（VCO；voltage controlled oscillator）でも可能であるが、本実施例の説明では、光ヘテロダイン検波を用いた場合を示してある。図中、2cは光カプラ、2dはフォトダイオード（PD；photo diode）である。

【0018】FMレーザ2aとしては、DFBレーザを用いれば、注入電流を変化させることにより、光周波数を変化させることができる。また、ローカルレーザ2b\*10

$$f = f_0 - f_{LO} + \delta f \sin(2\pi f t) \quad \dots (4)$$

ここで、2つのレーザ光周波数を極めて近接させれば、 $f_0 - f_{LO}$ が数GHzの中間周波数を有し、周波数偏移 $\delta f$ の電気レベルのFM変調波を得ることができることになる。一般に、DFBレーザは、注入電流を変調することにより、その光周波数が変調電流に伴って数GHz変動（チャープ）するので、周波数偏移 $\delta f$ として数GHzを得ることができる。

【0020】また、図2においてFMレーザ2aを第1のFMレーザとし、ローカルレーザ2bを第2のFMレーザとし、第1のFMレーザ2aと逆位相で第2のFMレーザに変調を加えることにより、2倍の周波数偏移を得ることも可能である。

【0021】次に、広帯域FM復調器について説明をする。その回路形式としては、遅延線FM復調器が、原理的に非常に広帯域にわたって良好な直線性を得ることのできる方式で優れている。

【0022】図3は、遅延線FM復調器の構成例（アンドゲートの場合）を示す図で、リミッタ増幅器11、遅延線12、アンドゲート13、ローパス・フィルタ14 30から構成されている。復調特性の例を図4に示してある。

【0023】これまでは、広帯域FM復調器6については、図4に示すように、復調特性が測定できていたが、FM一括変換器2やFMレーザ2a単独の歪みは測定で※

$$s(t) = I_1 \cos pt \quad \dots (5)$$

この入力信号波を歪みなくFM一括変換した場合は、被変調波は次式で表わされる。

$$i(t) = I_0 \sin \left\{ \omega_0 t + K \int_0^t s(t) dt \right\} \quad (6)$$

【0029】これを複素数表示すると、

【0030】

$$i(t) = I_0 \exp \left[ j \left\{ \omega_0 t + K \int_0^t s(t) dt \right\} \right] \quad (7)$$

【0031】式(7)に、式(5)を代入すると、

【0032】

$$i(t) = I_0 \exp(j\omega_0 t) \exp(jm_1 \sin pt) \quad (8)$$

【0033】となる。ここで、 $m_1 = \Delta\omega_1 / p$ 、 $\Delta\omega_1$  移である。

=  $k I_1$  であり、それぞれ、FM変調指数と、周波数偏 50 【0034】さらに、式(8)は、次式に変形できる。

\*にはDFBレーザや外部鏡半導体レーザが適用可能である。

【0019】FMレーザ2aとしてDFBレーザを、例えば、 $f_s$ の周波数で変調すると、出力レーザ光周波数 $f$ は、周波数偏移が $\delta f$ のとき、

$$f_{FM} = f_0 + \delta f \sin(2\pi f t) \quad \dots (3)$$

となる。光局部発振器の光周波数を $f_{LO}$ とすると、光ヘテロダイン検波により受光素子から出力される電気信号の周波数 $f$ は、前記式(3)と、 $f_{LO}$ との差の周波数が出力される。すなわち、

※きず、広帯域FM復調器6の歪み込みの歪み値でしか測定できなかった。

【0024】本発明によれば、FM一括変換器単独の歪み、もしくは、FM一括変換器を構成するFMレーザ単独の歪みを測定することができる。以下に、その原理について数式を用いて説明する。また、本発明の検証実験結果についても説明する。

【0025】本発明では、広帯域FM信号波のスペクトルの対称性により歪みを測定する。歪みのないFM一括変換器により、単一の正弦波をFM一括変換した場合は、FM側波帯スペクトルは対称になるが、正弦波とその2次高調波をFM一括変換した場合は、非対称になる。別の見方をすると、単一の正弦波をFM一括変換した場合に、FM側波帯スペクトルが非対称になっていた場合は、2次高調波歪みが生じていることになる（ただし、ここで、3次以上の高次高調波歪みは2次高調波歪みよりも一般的に小さく無視できるものと仮定した。）。

その非対称性の度合いによって、FM一括変換器自身の歪みの度合いがわかる。

【0026】入力信号波は、単一正弦波であり、周波数を $f$ 、位相を無視すると、入力信号波、 $s(t)$ 、は次式で表わせる。ただし、 $p = 2\pi f$ である。

【0027】

★【0028】

★【数1】

☆【数2】

☆

◆【数3】

◆

【0035】

\* \* 【数4】

$$i(t) = I_0 \exp(j\omega_0 t) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(m_1) \exp(jnpt) \quad (9)$$

【0036】ここで、 $J_n(x)$  は、 $n$  次の第一種ベッセル関数である。

※ $\dots$ 及び、 $-k$  番目の側波帯（下側側波帯）の振幅  $I_{\omega_0 - k\omega_p}$  は、それぞれ、次式で表わされる。

【0037】式（9）から被変調波の搬送波の振幅

【0038】

$I_{\omega_0}$ 、及び、 $k$  番目の側波帯の振幅（上側側波帯） $I_{\omega_0 + k\omega_p}$  ※

$$I_{\omega_0} = |I_0 J_0(m_1)| \quad \dots (10)$$

$$I_{\omega_0 + k\omega_p} = |I_0 J_k(m_1)| \quad \dots (11)$$

$$I_{\omega_0 - k\omega_p} = |I_0 J_{-k}(m_1)| \quad \dots (12)$$

式（11）、（12）から、対称の側波帯を生じることがわかる。

★また、3 次以上の高調波歪みを 2 次高調波歪みより小さいものとして無視し、2 次高調波の位相は基本波と同じとすれば、入力信号  $s(t)$  は次式で表わされる。

【0039】一方、FM 一括変換器で歪みが生じる場合は、既に歪みのある入力信号を歪みのない FM 一括変換器に入力するのと同様である。基本波の位相を無視し、★

【0040】

$$s(t) = I_1 \cos pt + I_2 \cos 2pt \quad \dots (13)$$

式（13）を式（7）に代入すると、

☆ 【数5】

【0041】

☆

$$\begin{aligned} i(t) &= I_0 \exp[j\{\omega_0 t + K \int_0^t (\sum_{n=1}^2 I_n \cos npt) dt\}] \\ &= I_0 \exp(j\omega_0 t) \exp(j \sum_{n=1}^2 m_n \sin npt) \end{aligned} \quad (14)$$

【0042】ここで、 $m_n = \Delta\omega_n / n p$ 、 $\Delta\omega_n = k I_n$  ◆される。

である。

【0044】

【0043】さらに、式（14）は、次式のように変形◆

【数6】

$$i(t) = I_0 \exp(j\omega_0 t) \prod_{n=1}^2 \sum_{r=-\infty}^{\infty} J_r(m_n) \exp(jrnpt) \quad (15)$$

【0045】従って、被変調波の搬送波の振幅  $I_{\omega_0}$ 、及び、 $k$  番目の側波帯の振幅  $I_{\omega_0 + k\omega_p}$  は、 $k = r_1 + 2r_2$  \*

\*とすれば、それぞれ、次式で表わされる。

【0046】

$$I_{\omega_0} = |I_0 J_0(m_1) J_0(m_2)| \quad \dots (16)$$

【0047】

※ ※ 【数7】

$$\begin{aligned} I_{\omega_0 + k\omega_p} &= |I_0 \sum_{r_1=-\infty}^{\infty} \sum_{r_2=-\infty}^{\infty} J_{r_1}(m_1) J_{r_2}(m_2)| \\ &= |I_0 \sum_{r_2=-\infty}^{\infty} J_{k-2r_2}(m_1) J_{r_2}(m_2)| \end{aligned} \quad (17)$$

【0048】また、 $-k$  番目の側波帯の振幅  $I_{\omega_0 - k\omega_p}$  は、 $k = -(r_1 + 2r_2)$  とすれば、次式で表わされる。

【0049】

【数8】

$$I_{\omega_0 - kp} = \left| I_0 \sum_{r_1=-\infty}^{\infty} \sum_{r_2=-\infty}^{\infty} J_{r_1}(m_1) J_{r_2}(m_2) \right|$$

$$= \left| I_0 \sum_{r_2=-\infty}^{\infty} J_{-k-2r_2}(m_1) J_{r_2}(m_2) \right| \quad (18)$$

【0050】式(17)、(18)から、側波帯は非対称となることがわかる。 \*  $|m_2| \ll 1$  (19)

【0051】ここで、2次高調波歪みは大変小さいものとし、すなわち2次高調波歪みによるFM変調指数 $m_2$ について、次式が成り立つとする。 【0053】このとき、式(17)、(18)は、それぞれ、次式のように近似できる。 【0054】

【0052】

【数10】

【数9】

\*

$$I_{\omega_0 + kp} \simeq \left| I_0 \sum_{r_2=-1}^1 J_{k-2r_2}(m_1) J_{r_2}(m_2) \right| \quad (20)$$

【0055】

※ ※ 【数11】

$$I_{\omega_0 - kp} \simeq \left| I_0 \sum_{r_2=-1}^1 J_{-k-2r_2}(m_1) J_{r_2}(m_2) \right| \quad (21)$$

【0056】ここで、2番目と-2番目の側波帯の振幅に着目してみる。すると、式(20)、(21)は、それぞれ、次式となる。 ★ 【0057】

【数12】

★

$$I_{\omega_0 + 2p} \simeq \left| I_0 \{ J_4(m_1) J_{-1}(m_2) + J_2(m_1) J_0(m_2) + J_0(m_1) J_1(m_2) \} \right| \quad (22)$$

【0058】

☆30☆ 【数13】

$$I_{\omega_0 - 2p} \simeq \left| I_0 \{ J_0(m_1) J_{-1}(m_2) + J_{-2}(m_1) J_0(m_2) + J_{-4}(m_1) J_1(m_2) \} \right| \quad (23)$$

【0059】基本波のFM変調指数が、 $m_1 = 5.1356 \dots$ のとき(2次の第一種のベッセル関数の第一番目の零点のとき)、 $J_2(m_1) = J_{-2}(m_1) = 0$ である。このとき、歪みがない場合は、式(11)、(12)から、2番目と-2番目の側波帯の振幅は、いずれも零になる。しかし、歪みがある場合は、式(22)、(23)に零点となる。 $m_1 = 5.1356 \dots$ を代入すると、次の近似式が得られる。

【0060】

【数14】

$$I_{\omega_0 + 2p} = I_{\omega_0 - 2p}$$

$$\simeq |0.53 I_0 J_1(m_2)| \quad (24)$$

【0061】式(24)に、2次歪み量は小さいとして  $J_1(m_2) \sim 0.5 m_2$ ,  $m_2 = (m_1 I_2) / (2 I_1) < 1$ ,  $m_1 = 5.1356 \dots$ 、の関係を代入すると、基本

波のFM変調指数が、 $m_1 = 5.1356 \dots$ における基本波に対する歪みの振幅の比が、次式のとおり得られる。

【0062】

【数15】

$$\frac{I_2}{I_1} \simeq 1.47 \frac{I_{\omega_0 + 2p}}{I_0} \quad (25)$$

【0063】ここで、2番目の振幅と、-2番目の振幅が零になるFM変調指数 $m_1$ が歪みにより $\Delta m$ だけずれていた場合、 $m_1 = 5.1356$ 、(零点)近傍における  $J_2(m_1)$  の傾きは、約-0.34なので、式(25)は次式で近似できる。

【0064】

【数16】



$$\frac{I_2}{I_1} \approx 1.47 \left| -0.34 \right| \frac{\Delta m}{2}$$

$$\approx 0.25 \Delta m \quad (26)$$

\*

$$HD_2 \approx 20 \log \frac{I_2}{I_1} \Big|_{m_1=5.13562...} \quad [\text{dB}]$$

$$\approx 20 \log \Delta m - 12.0 \quad [\text{dB}] \quad (27)$$

【0067】1チャンネル当りの平均FM変調指数を $m_{ave}$ として、多チャンネルについて一括FM変調した場合の複合2次歪みCSOは、FM変調指数 $m_1=5.13562...$ 近傍の2次高調波歪み $HD_2$ から、次式で求ま

※る。

【0068】

【数18】

$$CSO \approx HD_2 + 20 \log \frac{m_{ave}}{m_1} \Big|_{m_1=5.13562...} + 10 \log N + 6 \quad [\text{dB}]$$

$$\approx 20 \log \Delta m + 20 \log m_{ave} + 10 \log N - 20.2 \quad [\text{dB}] \quad (28)$$

【0069】ただし、ここで、 $N$ は歪みの最大結合波数である。

【0070】次に、実験結果を示す、電圧制御発振器VCOと、注入電流の変化により発振周波数を変化させるFMレーザでFM一括変換器を構成した場合の、搬送波、 $\pm 1$ 番目、及び、 $\pm 2$ 番目の側波帯の振幅の測定結果を図5、図6にそれぞれ示す。図5は、VCOの場合の搬送波と側波帯の振幅のFM変調指数依存性を示す図であり、図6は、FMレーザの場合の搬送波と側波帯の振幅のFM変調指数依存性を示す図である。

【0071】実験結果から、VCO、FMレーザ、それぞれ、2番目の側波帯の振幅と、 $-2$ 番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数 $m_1$ が歪みによりズレ量、 $\Delta m$ は、それぞれ、0.3、0.03である。

【0072】このズレ量から、式(28)を用いて、40チャンネルで、最大結合波数 $N=11$ 、平均変調指数 $m_{ave}=0.41$ でのCSOを算出すると、VCO、FMレーザ、それぞれ、CSO算出値は、 $-28 \text{ dB}$ 、 $-48 \text{ dB}$ となる。

【0073】なお、検証のため、実際に40チャンネル★

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{ave} - 10 \log N + 20.2 \quad [\text{dB}]$$

... (29)

なお、CSOは、多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様、 $m_{ave}$ は多チャンネル伝送時の平均FM変調指数、 $N$ は多チャンネル伝送時の最大結合波数である。

【0078】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、電

\*【0065】従って、 $m_1=5.13562...$ (零点)近傍における、2次高調波歪み $HD_2$ は次式のように求まる。

【0066】

【数17】

★で、変調を行いCSOを測定したところ、FM復調器の歪みも含めて、VCO及び、FMレーザによるFM一括変換器では、それぞれ、 $-30 \text{ dB}$ 、 $-54 \text{ dB}$ であった。このように、算出値と測定値がほぼ同じであることから、測定値にはFM復調器の歪みが含まれているものの、測定に用いたFM復調器は線形であると考えれば、本発明によるFM一括変換器、単独の歪みの測定法は、ほぼ妥当であると考えることができる。

【0074】従って、式(28)から、40チャンネルで、最大結合波数 $N=11$ 、平均変調指数 $m_{ave}=0.41$ でのCSOの仕様値が $-54 \text{ dB}$ 以下のとき、 $\Delta m$ は0.015以下となる。

【0075】よって、FMレーザの光スペクトルの、 $\Delta m$ が0.015以下となる。また、FM一括変換器の電気信号スペクトルの、 $\Delta m$ が0.015以下となる。

【0076】次に、CSOが仕様値として与えられている場合は、式(28)から、 $\Delta m$ が次式を満足しなければならぬことがわかる。

【0077】

気信号を入力して光周波数が変調された信号光を出力するFMレーザにおいて、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.13562の近傍になるように入力した場合に、出力される信号光の光スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数

と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ が、

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{\text{avg}} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]}$$

CSO:多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{\text{avg}}$ :多チャンネル伝送時の平均変調指数

N:多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式を満たすようにしたので、多チャンネル映像伝送において、最大結合波数がNで、平均FM変調指数が $m_{\text{avg}}$ の場合、FM一括変換器に適用するFMレーザの複合2次歪みをAM映像伝送の仕様値CSO [dB]以下とすることができる。

【0079】また、ズレ量を0.015以下であるようにしたので、40チャンネル映像伝送において、最大結合波数 $N=11$ 、平均変調指数 $m_{\text{avg}}=0.41$ の場合、FM一括変換器に適用するFMレーザの複合2次歪みCSOをAM映像伝送の一般的な仕様値-54 dB以下とすることができる。

【0080】また、電気信号を入力して周波数が変調された電気信号を出力するFM一括変換器において、単一の正弦波信号を、FM変調指数が第1番目の零点である約5.1356の近傍になるように入力した場合に、出力される電気信号の電気信号スペクトルの2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数と、-2番目の側波帯の振幅が零になるFM変調指数とのズレ量 $\Delta m$ が、

$$20 \log \Delta m \leq CSO - 20 \log m_{\text{avg}} - 10 \log N + 20.2 \text{ [dB]}$$

CSO:多チャンネル伝送時の複合2次歪みの仕様

$m_{\text{avg}}$ :多チャンネル伝送時の平均FM変調指数

N:多チャンネル伝送時の最大結合波数

の関係式を満たすようにしたので、多チャンネル映像伝送において、最大結合波数がNで、平均変調指数が $m_{\text{avg}}$ の場合、FM一括変換器の複合2次歪みをAM映像伝送の仕様値CSO [dB]以下とすることができる。

【0081】また、ズレ量を0.015以下であるようにしたので、40チャンネル映像伝送において、最大結合波数 $N=11$ 、平均変調指数 $m_{\text{avg}}=0.41$ の場合、FM一括変換器の複合2次歪みCSOをAM映像伝\*

\*送の一般的な仕様値-54 dB以下とすることができる。

【0082】また、 $\Delta m$ を測定して式に代入することにより、CSOを算出し、FMレーザ及びFM一括変換器の歪みを測定することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のFMレーザ及びFM一括変換器が適用されるFM一括変換システム概念図である。

【図2】FM一括変換器の構成を示す概念図である。

10 【図3】遅延線FM復調器の構成例(アンドゲートの場合)を示す図である。

【図4】復調特性の例を示す図である。

【図5】VCOの場合の搬送波と側波帯の振幅のFM変調指数依存性を示す図である。

【図6】FMレーザの場合の搬送波と側波帯の振幅のFM変調指数依存性を示す図である。

【符号の説明】

1 ドロップ分配系インターフェース

2 FM一括変換器

2a FMレーザ

2b ローカルレーザ

2c 光カプラ

2d フォトダイオード(PD)

3 加入者線終端装置(SLT)

3a DFBレーザ

3b 光増幅器

4 光ファイバ

5 光分岐回路

6 ONU (FM復調器)

30 7 加入者・ネットワーク・インターフェース(XNI)

8 チューナ及びAM復調器

9 TV受像機

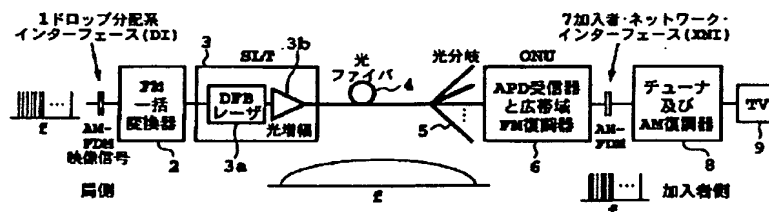
11 リミッター増幅器

12 遅延線

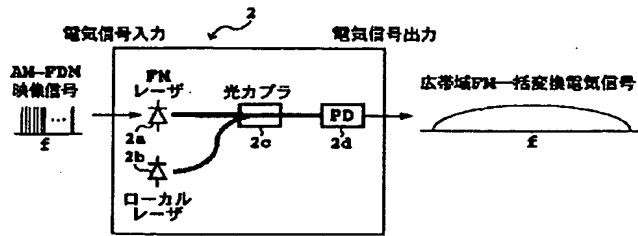
13 ANDゲート

14 ローパス・フィルタ

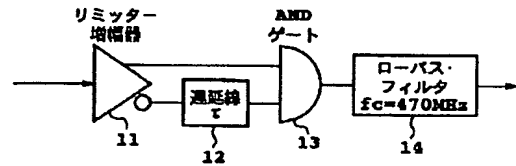
【図1】



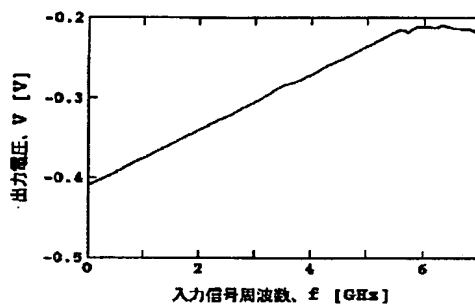
【図2】



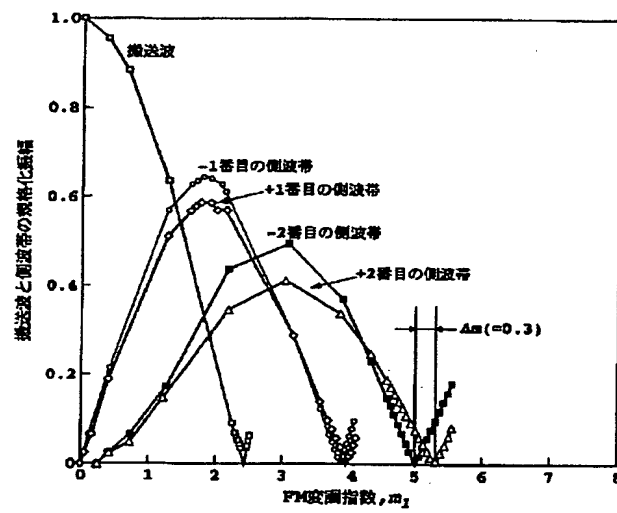
【図3】



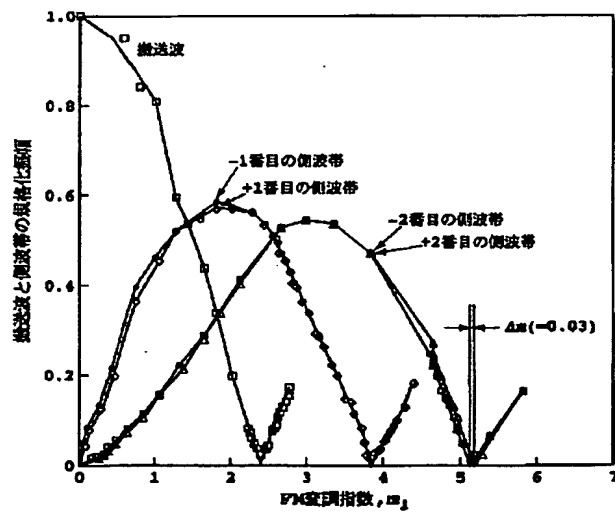
【図4】



【図5】



【図6】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

識別記号

F I

キーワード(参考)

H 0 4 J 1/00

H 0 4 L 27/36

(72)発明者 松木 光晴

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日  
本電信電話株式会社内

Fターム(参考) 5F073 AA64 AB28 BA01 EA12 GA24

GA38 HA11 HA12

5K002 AA02 AA04 CA15 DA12 GA01

5K004 AA08 JE02

5K022 AA03 AA16